

(12) 特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局(43) 国際公開日
2004 年 3 月 11 日 (11.03.2004)

PCT

(10) 国際公開番号
WO 2004/021598 A1

(51) 国際特許分類: H04B 1/707
 (21) 国際出願番号: PCT/JP2003/011018
 (22) 国際出願日: 2003 年 8 月 29 日 (29.08.2003)
 (25) 国際出願の言語: 日本語
 (26) 国際公開の言語: 日本語
 (30) 優先権データ:
 特願2002-255406 2002 年 8 月 30 日 (30.08.2002) JP
 (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): よこ
 はまティーエルオー株式会社 (YOKOHAMA TLO

COMPANY, LTD.) [JP/JP]; 〒240-8501 神奈川県 横浜
市保土ヶ谷区 常盤台 79 番 5 号 Kanagawa (JP).

(71) 出願人 および
 (72) 発明者: 末広 直樹 (SUEHIRO, Naoki) [JP/JP]; 〒305-
 0031 茨城県 つくば市 吾妻 3-18-14 Ibaraki (JP).

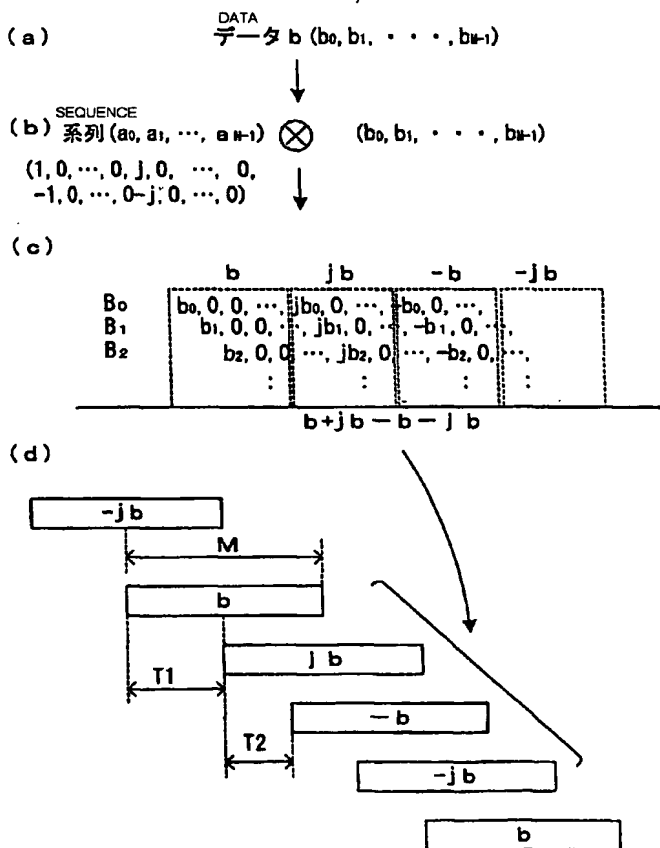
(74) 代理人: 塩野入 章夫 (SHIONOIRI, Akio); 〒251-0024
 神奈川県 藤沢市 鶴沼橋 1 丁目 1 番 4 号 セントラルビ
 ル 6 階 Kanagawa (JP).

(81) 指定国 (国内): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB,
 BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK,
 DM, DZ, EC, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU,

[続葉有]

(54) Title: TRANSMISSION SIGNAL FORMATION METHOD, COMMUNICATION METHOD, AND TRANSMISSION SIGNAL DATA STRUCTURE

(54) 発明の名称: 送信信号形成方法、通信方法、及び送信信号のデータ構造



(57) Abstract: A coefficient string of a spread sequence is successively shifted by one pitch and the transmission data is multiplied by these plurality of coefficient strings so as to form a plurality of transmission data. The plurality of transmission data formed are added to form a transmission data string. Alternatively, a coefficient string of the spread sequence is multiplied by transmission data and successively shifted by one pitch so as to form a plurality of transmission data. The plurality of transmission data formed are added to form a transmission data string. Moreover, the transmission data is multiplied by a coefficient string of the spread sequence so as to form a finite length signal. This finite length signal is repeated infinite times to form an infinite length signal. From this infinite length signal, transmission data longer than the coefficient string is cut out to form a transmission data string. Thus, by building the transmission data into the spread sequence, it is possible to reduce spread of the signal amplitude in the transmission data modulation by the spectrum spread and reduce the dynamic range of the reception side.

(57) 要約: 拡散系列の係数列を 1 ピッチ分ずつ順にシフトさせておき、送信データにこれら複数の係数列を乗じて複数の送信データを形成し、形成された複数の送信データを加算して送信データ列を形成する。又は、拡散系列の係数列に送信データを乗じて 1 ピッチ分ずつ順にシフトさせて複数の送信デー

タを形成し、形成された複

[続葉有]



ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW.

GR, HU, IE, IT, LU, MC, NL, PT, RO, SE, SI, SK, TR),
OAPI 特許 (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW,
ML, MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類:

— 国際調査報告書

(84) 指定国 (広域): ARIPO 特許 (GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア特許 (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ特許 (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB,

2 文字コード及び他の略語については、定期発行される各 PCT ガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。

数の送信データを加算して送信データ列を形成する。また、送信データに拡散系列の係数列に乗じて有限長信号を形成し、この有限長信号を無限回繰り返して無限長信号を形成する。この無限長信号から係数列の長さよりも長い送信データを切り取って送信データ列を形成する。これにより、拡散系列内への送信データの組み込みを行うことにより、スペクトラム拡散による送信データの変調において、信号の振幅の広がりを小さくし、受信側の増幅器のダイナミックレンジを小さくする。

送信信号形成方法、通信方法、及び送信信号のデータ構造

5 技術分野

本発明は、送信信号の形成方法、その送信信号を用いた通信方法、及び送信信号のデータ構造に関し、特に、移動体通信等のマルチパス環境に好適である。

背景技術

10 セルラー無線通信や種々のモバイル環境下において、データ通信の需要の増加に伴い、無線周波数資源の利用率を高める技術が求められている。例えば、CDMA方式による通信方式では、拡散系列の相関特性や伝送経路のマルチパス特性によるチャネル間干渉が周波数利用率を制限する要因となっている。

15 直交周波数分割多重（OFDM）を用いた方式は、正弦波を用いた周波数多重であるため、マルチパスの影響は信号電力のフェーディングとして現れ、送信の正弦信号とマルチパスの正弦信号とを分離することが難しいという問題がある。

一方、CDMA方式によれば、パイロット信号を使うことにより、同
20 一周波数及び同一時間において、送信信号とマルチパス信号とを分離することができる。

CDMA方式は、スペクトラム拡散通信方式を用いた多元接続方法である。このスペクトラム拡散通信方式は拡散符号系列を用いて変調が行われる。拡散符号系列として、例えば自己相関のない周期系列が用いら
25 れる。

元の送信信号とマルチパスによる信号とを分離する拡散符号系列とし

て、例えば、完全相補系列を用いた通信方式が提案されている。完全相補系列は、各系列の自己相関関数の和が、0シフト以外の全てのシフトで0となる自己相関特性と、各系列の相互相関関数の和が、全てのシフトにおいて常に0になる相互相関特性を備える系列である。完全相補系列を用いて、サイドローブやチャンネル間干渉がないZCZ（周期的無相関領域）-CDMA信号を形成し、送信信号の周期スペクトラムが無相関となるようにしている。これにより、パイロット信号と送信信号に同周波数及び同時間を割り当てることができる。

従来提案されている完全相補系列を用いたスペクトラム拡散通信方式では、デジタル変調された無線信号の振幅の広がりが大きくなり、大きなダイナミックレンジが必要となるという問題がある。

図5は、拡散符号系列として完全相補系列を用いた信号例を示している。A0（=++++-++-+）の信号列は、完全相補系列を用いて形成した2値信号の一例である。なお、「+」は「1」を表し、「-」は「-1」を表している。

この信号例において、マルチパス特性が受信信号に対して遅延時間として現れると、マルチパス伝送路を通過した受信信号は「1, 2, 3, 1, 1, 1, ...」の信号列として受信される。この信号の振幅の広がり例えば0から3までとなり、受信側の増幅器はこの振幅の広がりに対応したダイナミックレンジを備える必要がある。

このように振幅の広がりに対して十分なダイナミックレンジが得られない場合には、増幅器の入出力特性が備える非線形性により出力信号に歪みが生じ、入力信号が持つ周波数帯域以外の帯域にも周波数スペクトルが生じ、スプリアス特性が劣化する。また、出力波形がひずむことにより、受信側で符号間干渉が生じて誤り率が劣化することにもなる。また、増幅器の直線性の良好な部分を用いて信号増幅を行うには増幅器の

消費電力が増加する。消費電力の増加は、移動体端末の待ち受け時間を短縮する要因となる。

そこで、本発明は前記した従来の問題点を解決し、スペクトラム拡散による送信データの変調において、信号の振幅の広がり小さくすることを目的とし、また、受信側の増幅器のダイナミックレンジを小さくすることを目的とする。

発明の開示

スペクトラム拡散による送信データの変調において、従来技術では拡散系列自体を工夫することにより送信信号の周期スペクトラムを無相関としている。これに対して、本発明は、スペクトラム拡散による送信データの変調において、従来のように拡散系列自体ではなく、送信データ列に着目することにより、送信信号の周期スペクトラムを無相関とする。送信信号の周期スペクトラムを無相関とすることにより、信号の振幅の広がり小さくし、また、受信側の増幅器のダイナミックレンジを小さく抑える。

本発明は、拡散系列内に送信データを組み込むことにより、データを含む信号全体に拡散系列の役目を持たせ、これにより、ダイナミックレンジの負担を軽減する。

本発明の送信信号形成方法の第1の態様は、拡散系列の係数列を1ピッチ分ずつ順にシフトさせておき、送信データにこれら複数の係数列を乗じて複数の送信データを形成し、形成された複数の送信データを加算して送信データ列を形成する。又は、拡散系列の係数列に送信データを乗じて1ピッチ分ずつ順にシフトさせて複数の送信データを形成し、形成された複数の送信データを加算して送信データ列を形成する。

本発明の送信信号形成方法の第2の態様は、送信データに拡散系列の係数列に乗じて有限長信号を形成し、この有限長信号を無限回繰り返し

て無限長信号を形成する。この無限長信号から係数列の長さよりも長い送信データを切り取って送信データ列を形成する。上記した第1又は第2の送信信号形成の態様により、拡散系列内に対して送信データの組み込みが行われる。

- 5 また、本発明の送信信号形成方法の他の態様は、上記した第1又は第2の送信信号形成の態様により形成する送信データ列において、異なる係数列を用いて複数の送信データ列を形成する信号形成方法であり、異なる二つの送信データ列の任意の組み合わせにおいて、送信データ列の送信データは周期相互相関関数があらゆるシフトで0とする。また、送信データ列の各周期スペクトラムが無相関であるように、複数の送信データ列を並列に送信する。

本発明の送信信号形成に用いる係数列はZCZ系列から選択することができ、完全相補系列から選択した任意のベクトル行の係数列とすることができ、DFT行列を用いて形成することができる。

- 15 ここで用いるZCZ系列は、ゼロ自己相関領域特性とゼロ相互相関領域特性を備える周期的ゼロ相関領域を持つ系列であり、例えば、所定の係数列として完全相補系列を用いることができる。完全相補系列は、各系列の自己相関関数の和が、0シフト以外の全てのシフトで0となる自己相関特性と、各系列の相互相関関数の和が、全てのシフトにおいて常に0になる相互相関特性を備える系列である。

- 20 また、DFT行列は、離散フーリエ変換行列であり、正規直交する列を有する正方行列である。DFT行列の異なる行は、その周期相互相関関数があらゆるシフトで零となる性質を備えており、このDFT行列の性質を用いることによりDFT行列の異なる行を使って作られた信号同士
- 25 の周期相互関数をあらゆるシフトで零とすることができる。本発明は、このDFT行列の性質を用いることにより、周期信号同士の間で相互干

渉を起こすことなく同時に複数の信号を送信することができる。

本発明の通信方法は、本発明の送信信号形成方法で形成した送信データ列を送信し、この送信データ列の形成に用いた係数列に対応する整合フィルタを通して送信データを受信する。

- 5 本発明の通信方法において、送信データ列をマルチパス特性を測定するパイロット信号とし、このパイロット信号を受信することにより伝送経路のマルチパス特性を求めることができる。

- 10 本発明の通信方法の他の態様において、異なる係数列を用いて複数の送信データ列を形成し、送信データ列から選択した少なくとも一つをパイロット信号とし、他の送信データ列を送信信号とする。パイロット信号の受信信号からマルチパス特性を求め、求めたマルチパス特性を用いて送信信号の受信信号からマルチパス特性を除去して送信データを求める。

- 15 パイロット信号及び送信信号は、周期スペクトラムが互いに無相関であり、対応する整合フィルタを通すことにより、各信号を分離することができる。また、パイロット信号は、送信信号と受信信号との関係からマルチパス特性を求めることができ、このマルチパス特性と受信信号から送信信号を求めることができる。

- 20 本発明の送信信号のデータ構造は、送信データに拡散系列の係数列に乗じた有限長信号を無限回繰り返して形成される無限長信号から係数列の長さよりも長い送信データを切り取って形成される送信データ列を備える。

図面の簡単な説明

- 25 第1図は本発明の送信信号形成方法、及び本発明の送信信号のデータ構造を説明するための概略図であり、第2図は4次のDFT行列の各係

6

数を示す図であり、第3図はパイロット信号と送信信号との関係を説明するための図であり、第4図は送信信号と検出信号との関係、及び相関関係を示す図であり、第5図は拡散符号系列として完全相補系列を用いた信号例を示す図である。

5

発明を実施するための最良の形態

以下、図面を用いて本発明を実施するための最良な形態における送信信号形成方法、通信方法、及び送信信号のデータ構造を説明する。

以下、本発明の実施の形態について、図を参照しながら詳細に説明する。

図1は本発明の送信信号形成方法、及び本発明の送信信号のデータ構造を説明するための概略図である。

本発明は、拡散系列（図1（b）の系列 a （ $= (a_0, a_1, \dots, a_{N-1})$ ）を用いて、送信データ b （ $= (b_0, b_1, b_2, b_3, \dots, b_{M-1})$ ）（図1（a）に示す）から送信データ列（図1（c, d）に示す）を形成し、この送信データ列を送信信号とする。なお、拡散系列の長さは N ビットとし、送信データ b のデータ長は M ビットとする。

送信データ b （ $b_0, b_1, b_2, b_3, \dots, b_{M-1}$ ）（図1（a）に示す）から送信データ列 B を形成するには、送信データ（ $b_0, b_1, b_2, b_3, \dots, b_{M-1}$ ）に所定の拡散系列の係数列（ a_0, a_1, \dots, a_{N-1} ）の各係数を乗じ（図1（b）に示す）、これにより複数の送信データ B_0, B_1, \dots, B_{M-1} を形成する。

図1は、拡散系列の係数列（ a_0, a_1, \dots, a_{N-1} ）として（ $1, 0, \dots, 0, j, 0, \dots, 0, -1, 0, \dots, 0, -j, 0, \dots, 0$ ）の例を示している。この拡散系列の各係数列を送信データ b （ $b_0, b_1, b_2,$

$b_3, \dots, b_{M-1})$ に適用すると、送信データ B_0 は $(b_0, 0, \dots, 0, j b_0, 0, \dots, 0, -b_0, 0, \dots, 0, -j b_0, 0, \dots, 0)$ となり、送信データ B_1 は $(b_1, 0, \dots, 0, j b_1, 0, \dots, 0, -b_1, 0, \dots, 0, -j b_1, 0, \dots, 0)$ となる。他の送信データについても、同様とすることができる。なお、送信データ $b (= (b_0, b_1, b_2, b_3, \dots, b_{N-1}))$ に所定の拡散系列の係数列 $(a_0, a_1, \dots, a_{N-1})$ の各係数を乗じる処理は、図 1 (b) に示すように、クロネッカー積で表すことができる。

次に、図 1 (c) に示すように、各係数を乗じた複数の送信データ B_0, B_1, B_2, \dots をそれぞれ 1 ピッチ分だけ遅延させて加算することによりデータ列 $B (= b + j b - b - j b)$ を形成し、さらに、このデータ列 B の前後にデータを付加して有限長の周期列を形成する。図 1 (d) は、有限長の周期列を示している。この有限長の周期列は、図 1 (d) に示すように、データ列 $B (= b + j b - b - j b)$ の前方位置にデータ列 B の後方のデータ列 $(j b)$ を付加し、データ列 B の後方位置にデータ列 B の前方のデータ列 $(-j b)$ を付加することにより形成することができる。

なお、データ列 B 中において各データ列 $b, j b, -b, -j b$ の間隔は、系列 a 中の各係数間の間隔 (例えば、 T_1, T_2, \dots) により任意に定めることができる。

拡散系列は DFT 行列を適用して形成することができる。図 2 は 4 次の DFT 行列の各係数を示している。

以下、4 次の DFT 行列による拡散系列を用いた一例について説明する。

送信データとして $(1, 0, 0, 0)$ とする場合、送信データ $(1, 0, 0, 0)$ に DFT 行列の各行の係数列 $(1, 1, 1, 1), (1, j,$

8

$-1, -j), (1, -1, 1, -1), (1, -j, -1, j)$ の係数列を適用すると、以下の式 (1) で示すように、周期列 A ~ D はクロネッカー積を用いて表すことができる。

$$A = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ \otimes & (1 & 0 & 0 & 0) \end{pmatrix}$$

$$B = \begin{pmatrix} 1 & j & -1 & -j \\ \otimes & (1 & 0 & 0 & 0) \end{pmatrix}$$

$$C = \begin{pmatrix} 1 & -1 & 1 & -1 \\ \otimes & (1 & 0 & 0 & 0) \end{pmatrix} \quad \dots (1)$$

$$D = \begin{pmatrix} 1 & -j & -1 & j \\ \otimes & (1 & 0 & 0 & 0) \end{pmatrix}$$

5 上記式 (1) において、周期列 A は、

$$A = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

で表される。

また、周期列 B は

$$10 \quad B = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & j & 0 & 0 & 0 \\ & -1 & 0 & 0 & 0 & -j & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

で表され、

周期列 C は

$$15 \quad C = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

で表され

周期列 D は

$$D = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & -j & 0 & 0 & 0 \\ & -1 & 0 & 0 & 0 & j & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

で表される。

ここで、例えば、周期列 A の前後の位置に周期列 A の後方のデータ列 (1, 0, 0, 0) 及び前方のデータ列 (1, 0, 0, 0) を付加することにより、有限長の周期系列 A' のデータ列を形成する。

$$5 \quad A' = (1, 0, 0, 0, A, 1, 0, 0, 0)$$

この周期系列 A' のデータ長は、周期列 A のデータ長 16 ビットにそれぞれ 4 ビットを加えた 24 ビットとなる。この周期系列 A' は、周期列 A の無限周期列 ($\cdots A A A A \cdots$) から切り取ることで得ることができる。

10 この有限長の周期系列 A' を送信データとする送信信号は、その送信信号の形成に用いた拡散系列の各係数に対応した整合フィルタ (マッチドフィルタ) により取り出すことができる。整合フィルタは、送信データ A を逆拡散して取り出すフィルタであり、送信データ A の形成に用いた拡散系列の係数に対応して形成される。

15 入力信号と整合フィルタとの関係は、拡散系列が備える完全相補性に基づいて定まる。例えば、信号 M を信号 M の整合フィルタに通した場合には、自己相関特性からインパルス状の信号を得ることができるが、信号 M を信号 M の整合フィルタ以外の整合フィルタに通した場合には、相互相関特性から信号は得られない。

20 ここで、信号 A に対する整合フィルタを A f とし、この整合フィルタ A f に周期系列 A' の信号を通すと、整合フィルタ A f の出力は以下のコンボリューション演算で表すことができる。なお、整合フィルタ A f での処理を合わせるために、周期系列 A' を (A', 1) として信号長を 1 ビット増やして 25 ビットとしている。

$$25 \quad (A', 1) * A f = 16 (x, x, \cdots, x, x, 1, 0, 0, 0, 1, 0, 0, 0, 1, 0, x, x, \cdots, x, x)$$

なお、 x はコンボリューション演算で得られる数である（図 4（a））。

本発明の通信方法では、形成される送信信号に少なくとも一つをパイロット信号とし、このパイロット信号は、信号が送信されるマルチパス伝送路のマルチパス特性の検出、及びマルチパス特性を除去した送信信号の検出に適用することができる。図 3 は、パイロット信号と送信信号との関係を説明するための図である。また、図 4 は、送信信号と検出信号との関係、及び相関関係を示す図である。

図 3 において、例えば、信号 A をパイロット信号とし、マルチパス伝送路 P を通過させた後、信号 A の整合フィルタ A_f を通して出力信号 p を求めると、この出力信号 p からマルチパス伝送路のマルチパス特性 P を求めることができる。

一方、信号 B ～信号 D を送信信号とし、パイロット信号と同じマルチパス伝送路 P を同時に通過した場合には、マルチパス伝送路 P から同じマルチパス特性の影響を受けることになる。そのため、各整合フィルタ B_f 、 C_f 、 D_f を通して得られる出力信号 q、r、s 中には同一のマルチパス特性が含まれる。そこで、パイロット信号により求めたマルチパス特性 P を用いて、出力信号 q、r、s からマルチパス特性 P を除去することにより、送信信号 B、送信信号 C、及び送信信号 D を求めることができる。

ここで、マルチパス特性を $P = (p_0, p_1, p_2, p_3)$ とする。なお、 p_k はタイムスロット 0、1、2、3 の各遅延時間におけるマルチパスファクターである。このマルチパス特性 P は、例えば、マルチパス伝送路を通過したパイロット信号をパイロット信号の整合フィルタで検出することにより求めることができる。

ここで、前記した信号 A は、マルチパス伝送路において無反射の直接経路に対応させることができ、マルチパスファクター p_k が 1 に対応し

ている。

そこで、マルチパス特性 $P = (p_0, p_1, p_2, p_3)$ のマルチパス伝送路を通過した受信信号 A'' は、前記した送信信号 $(A', 1)$ に各マルチパスファクター p_k が掛けられた値となり、

$$A'' = p_0(A', 1, 0, 0, 0) + p_1(0, A', 1, 0, 0) + p_2(0, 0, A', 1, 0) + p_3(0, 0, 0, A', 1)$$

で表される。

この受信信号 A'' を整合フィルタ A_f に通して得られる出力は、

$$A'' * A_f = 1/6 (x, x, x, \dots, x, x, x, p_3, p_0, p_1, p_2, p_3 p_0, p_1, x, x, x, x, \dots, x, x)$$

となる (図 4 (b))。

したがって、送信信号 $(A', 1)$ をパイロット信号としてマルチパス特性 $P = (p_0, p_1, p_2, p_3)$ に通して検出出力を求めると、この検出出力からマルチパス特性 $P = (p_0, p_1, p_2, p_3)$ を分離して検出することができる。

なお、上記説明では、同一の送信信号 $(1, 0, 0, 0)$ を各周期列 $A \sim D$ に適用し、周期列 A を適用して形成した送信データをパイロット信号とする例を示しているが、送信パイロット信号用の送信信号 (例えば、前記送信信号 $(1, 0, 0, 0)$ と異なる $(1, 1, 1, -1)$) を用い、この送信信号に周期列 A を適用して形成した送信データをパイロット信号としてもよい。この場合には、特定の送信信号から形成した送信データをパイロット信号としているため、そのパイロット信号に対応したフィルタを通すことによりパイロット信号として取り出すことができる。

次に、送信信号がマルチパス伝送路を通過する場合について説明する。周期列 B は、前記式 (1) から

12

$$B = (1, 0, 0, 0, j, 0, 0, 0, \\ -1, 0, 0, 0, -j, 0, 0, 0)$$

で表される。

ここで、周期列 B の前方位置及び後方位置に周期列 B の後方のデータ
5 列 $(-j, 0, 0, 0)$ 及び前方のデータ列 $(1, 0, 0, 0)$ を付加
することにより、有限長の周期系列 B' のデータ列を形成する。

$$B' = (-j, 0, 0, 0, B, 1, 0, 0, 0)$$

この周期系列 B' のデータ長は、周期列 B のデータ長 16 ビットにそ
れぞれ 4 ビットを加えた 24 ビットとなる。この周期系列 B' は、周期
10 列 B の無限周期列 $(\dots B B B B \dots)$ から切り取ることで得ることが
できる。

この有限長の周期系列 B' を送信データとする送信信号は、その送信
信号の形成に用いた拡散系列の各係数に対応した整合フィルタ（マッチ
ドフィルタ）により取り出すことができる。整合フィルタは、送信デー
15 タ B を逆拡散して取り出すフィルタであり、送信データ B の形成に用い
た拡散系列の係数に対応して形成される。

周期系列 B' を 25 ビットとした信号 (B', j) を、信号 A に対す
る整合フィルタ A_f に通すと、

$$(B', j) * A_f = 16 (x, x, \dots, x, x, 0, 0, 0, 0, \\ 20 0, 0, 0, 0, 0, 0, x, x, \dots, x, x)$$

の出力が得られる。なお、 x はコンボリューション演算で得られる数で
ある。

また、周期系列 A' を 25 ビットとした信号 $(A', 1)$ を、信号 B
に対する整合フィルタ B_f に通すと、

$$(A', 1) * B_f = 16 (x, x, \dots, x, x, 0, 0, 0, 0, \\ 25 0, 0, 0, 0, 0, 0, x, x, \dots, x, x)$$

の出力が得られる。

したがって、信号 $(A', 1)$ と信号 (B', j) は、同じ周波数帯域において2つの信号間の時間差が制限されている場合には、互いに独立して送信することができる(図4(c)及び図4(d))。

- 5 また、マルチパス特性 P を有するマルチパス環境においても、信号 $(A', 1)$ と信号 (B', j) は相互相関関係が無相関であり、独立して扱うことができる(図4(e)及び図4(f))。したがって、各送信信号は独立に扱うことができるため、マルチパス特性を検出するパイロット信号は、信号 A に限らず信号 B, C, D とすることもできる。

- 10 なお、この相互相関関係が無相関であることは、以下から確認することができる。

送信信号 (A', j) をマルチパス伝送路 P を通し、得られる受信信号 A'' を信号 B に対する整合フィルタ Bf で検出すると、出力信号は

- 15 $A'' * Bf = (x, x, \dots, x, x, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, x, x, \dots, x, x)$
となり、

また、送信信号 (B', j) をマルチパス伝送路 P に通し、得られる受信信号 A'' を信号 A に対する整合フィルタ Af で検出すると、

- 20 出力信号は

$$B'' * Af = (x, x, \dots, x, x, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, x, x, \dots, x, x)$$

となる。このことは、共に相互相関関数に無相関の範囲が存在することを示しており、相互相関関係が無相関であることを示している。

- 25 なお、信号 (B', j) をマルチパス伝送路 P を通して送信したときの受信信号 B'' は、

14

$$B'' = p_0(B', j, 0, 0, 0) + p_1(0, B', j, 0, 0) \\ + p_2(0, 0, B', j, 0) + p_3(0, 0, 0, B', j)$$

で表される。

5 ここで、送信信号 (B', j) を整合フィルタ B_f に通すと、出力信号は、送信信号 (B', j) と整合フィルタ B_f とのコンボリューション演算によって得られ、

$$(B', j) * B_f = (x, \dots, x, -4j, 0, \\ 0, 0, 4, 0, \\ 0, 0, 4j, 0, \\ 10 \quad 0, 0, -4, x, \dots, x)$$

で表される (図 4 (g))。

したがって、マルチパス伝送路 P を通過した信号を B'' とすると、信号 B の整合フィルタで検出される受信信号は、信号 B'' と整合フィルタ B とのコンボリューション演算により求めることができ、

$$15 \quad B'' * B_f \\ = 4 (\dots, x, x, x, x, -j p_0, -j p_1, -j p_2, -j p_3, \\ p_0, p_1, p_2, p_3, j p_0, j p_1, j p_2, j p_3, x, x, x, x, \\ \dots)$$

で表される。なお、 B_f は整合フィルタ B に対応している。

20 マルチパス特性 p_0, p_1, p_2, p_3 は、整合フィルタの出力として直接求めることができる (図 4 (h))。

したがって、信号 A, B, C, D は、互いに無相関であり、各信号間の周期相互相関関数はあらゆるシフトで 0 となり、また、各信号の周期スペクトラムに重なりは生じない。

25 次に、本発明の通信方法において、マルチパス伝送迂路を通過した受信信号から送信データを求める手順について説明する。

15

送信データ b ($b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5$) を 1 チップ単位でシフトさせた拡散系列の信号 ($B', j, 0, 0, 0, 0, 0$)、($0, B', j, 0, 0, 0, 0$)、($0, 0, B', j, 0, 0, 0$)、…、($0, 0, 0, 0, 0, B', j$) を用いて送信信号を形成すると、

$$\begin{aligned}
 & b_0 (B', j, 0, 0, 0, 0, 0) \\
 & + b_1 (0, B', j, 0, 0, 0, 0) \\
 & + b_2 (0, 0, B', j, 0, 0, 0) \\
 & \dots \\
 & + b_5 (0, 0, 0, 0, 0, B', j)
 \end{aligned}$$

10 となる。

この送信信号をマルチパス伝送路 P に通し、信号 B の整合フィルタ B f で検出すると、出力信号

$$(x, x, \dots, x, x, q_0, q_1, q_2, q_3, q_4, q_5, q_6, x, x, \dots, x, x)$$

15 が検出される。

上記関係は以下の式で表すことができる。

$$\frac{1}{4} \begin{bmatrix} q_0 \\ q_1 \\ q_2 \\ q_3 \\ q_4 \\ q_5 \\ q_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p_1 & p_0 & -jp_3 & -jp_2 & -jp_1 & -jp_0 \\ p_2 & p_1 & p_0 & -jp_3 & -jp_2 & -jp_1 \\ p_3 & p_2 & p_1 & p_0 & -jp_3 & -jp_2 \\ jp_0 & p_3 & p_2 & p_1 & p_0 & -jp_3 \\ jp_1 & jp_0 & p_3 & p_2 & p_1 & -jp_0 \\ jp_2 & jp_1 & jp_0 & p_3 & p_2 & p_1 \\ jp_3 & jp_2 & jp_1 & jp_0 & p_3 & p_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_0 \\ b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \\ b_5 \end{bmatrix}$$

この関係式は、6 つの未知数 ($b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5$) を含む 7 つの連立方程式であるから、 $p_0 \sim p_3, q_0 \sim q_6$ を用いて送信データ ($b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5$) を求めることができる。

20

16

なお、 $p_0 \sim p_3$ は、信号 A の整合フィルタ A_f の出力から得ることができ、 $q_0 \sim q_6$ は信号 B の整合フィルタ B_f の出力から得ることができる。

5 以上の説明から明らかなように、本発明によれば、拡散系列内に送信データを組み込むことにより、データを含む信号全体に拡散系列の役目を持たせ、これにより、信号の振幅の広がりを小さくし、受信側の増幅器のダイナミックレンジを小さくすることができる。

産業上の利用可能性

10 本発明の送信信号形成方法、通信方法、送信信号のデータ構造は、移動体通信等のマルチパス環境に好適である有用である。

15

20

25

請 求 の 範 囲

1. 送信データに、1 ピッチ分ずつ順にシフトさせた拡散系列の係数列を乗じることにより、又は拡散系列の係数列に送信データを乗じて1 ピッチ分ずつ順にシフトさせることにより、複数の送信データを形成し、
5 当該複数の送信データを加算して送信データ列を形成することを特徴とする、送信信号形成方法。
2. 送信データに拡散系列の係数列に乗じて有限長信号を形成し、
当該有限長信号を無限回繰り返して無限長信号を形成し、
当該無限長信号から前記係数列の長さよりも長い送信データを切り取っ
10 て送信データ列を形成することを特徴とする、送信信号形成方法。
3. 異なる係数列を用いて複数の送信データ列を形成し、
当該複数の送信データ列は、任意の組み合わせにおいて当該送信データ列の送信データは周期相互相関関数があらゆるシフトで0 とすることを特徴とする、請求の範囲第1項又は第2項記載の送信信号形成方法。
- 15 4. 異なる係数列を用いて複数の送信データ列を形成し、
当該複数の送信データ列の任意の組み合わせにおいて、送信データ列の各周期スペクトラムが無相関であるように、複数の送信データ列を並列に送信することを特徴とする、請求の範囲第1項又は第2項記載の送信信号形成方法。
- 20 5. 前記係数列は、DFT行列の行ベクトルであることを特徴とする、請求の範囲第1項乃至第4項の何れか一つに記載の送信信号形成方法。
6. 請求の範囲第1項乃至第4項の何れか一つに記載の送信データ列を送信し、
前記係数列に対応する整合フィルタを通して送信データを受信すること
25 を特徴とする、通信方法。
7. 前記送信データ列をマルチパス特性を測定するパイロット信号とし、

18

受信した信号は伝送経路のマルチパス特性を有することを特徴とする、請求の範囲第6項記載の通信方法。

8. 拡散系列の異なる係数列を用いて複数の送信データ列を形成し、前記送信データ列から選択した少なくとも一つをパイロット信号とし、
- 5 他の送信データ列を送信信号とし、
- パイロット信号の受信信号からマルチパス特性を求め、
- 当該求めたマルチパス特性を用いて送信信号の受信信号からマルチパス特性を除去して送信データを求めることを特徴とする、請求の範囲第7項記載の通信方法。
- 10 9. 送信データに拡散系列の係数列を乗じた有限長信号を無限回繰り返して形成される無限長信号から前記係数列の長さよりも長い送信データを切り取って形成される送信データ列を備えることを特徴とする、送信信号のデータ構造。

15

20

25

1/5

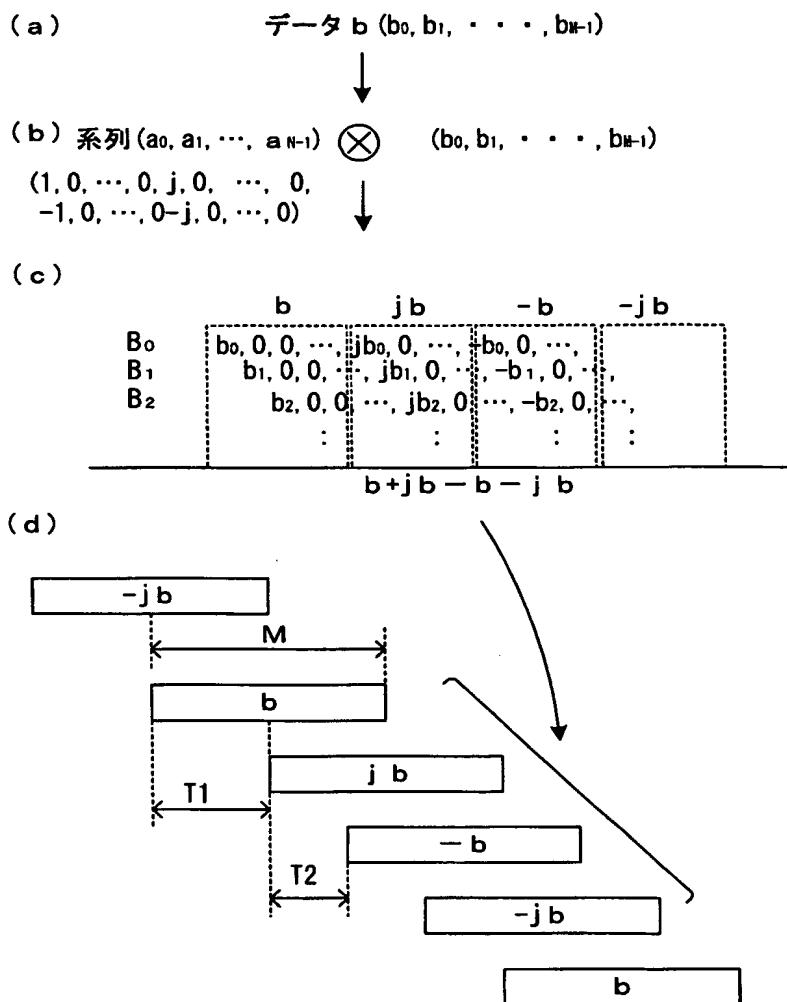


Fig. 1

2/5

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & j & -1 & -j \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & -j & -1 & j \end{bmatrix}$$

Fig. 2

3/5

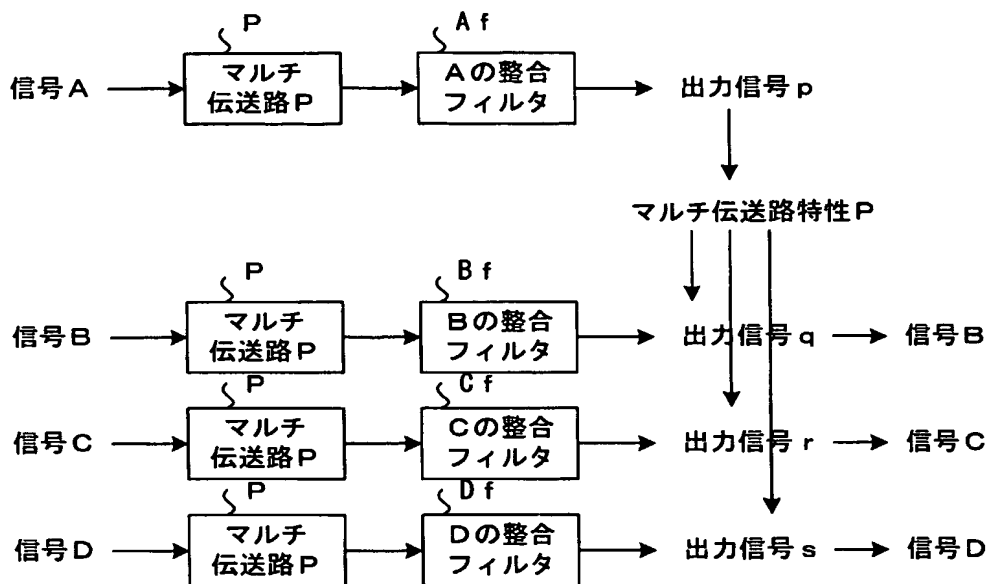


Fig. 3

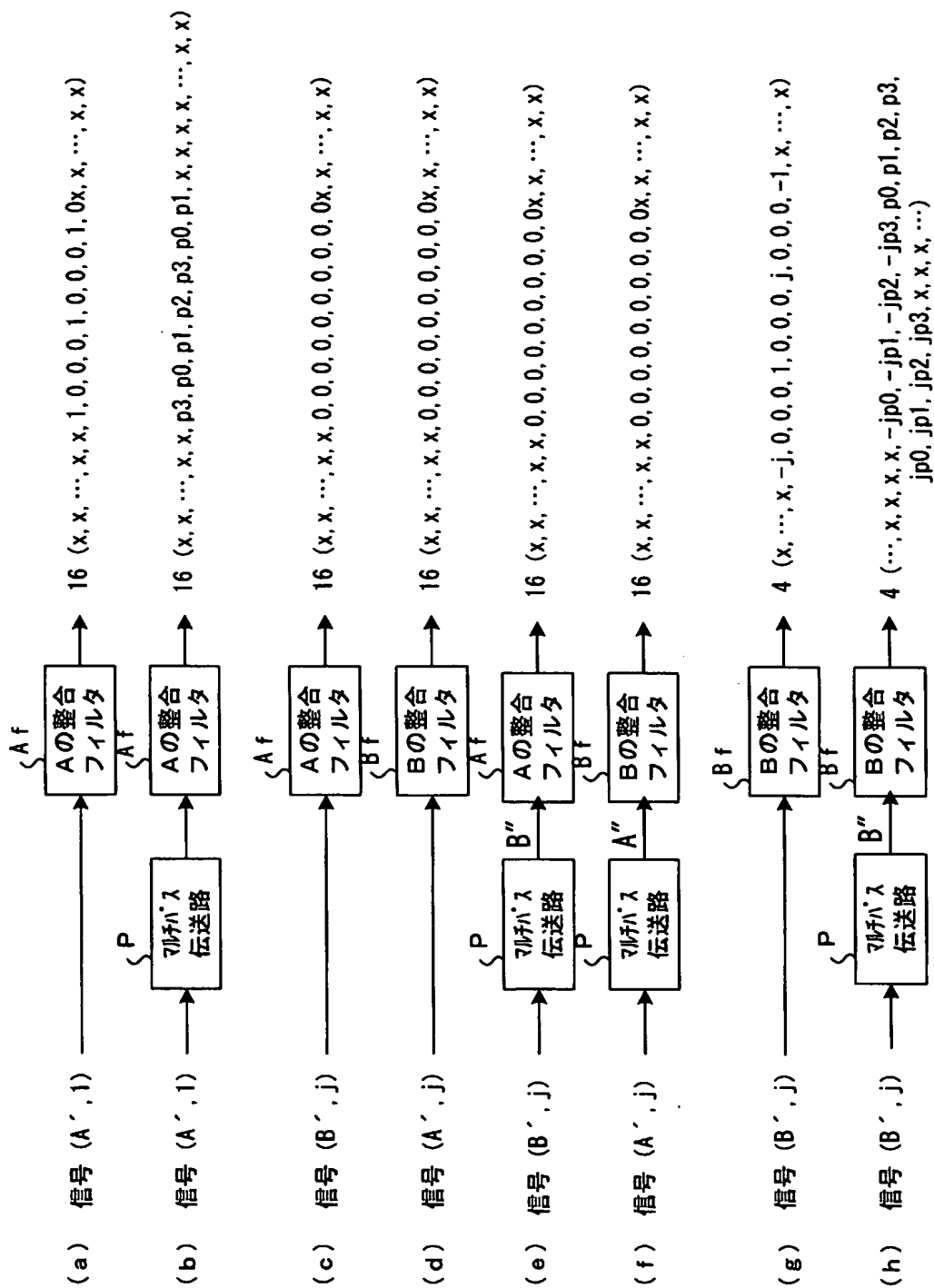


Fig. 4

5/5

$$A_0 = (++++-++-+)$$

$$\begin{array}{r} + + + - + + - + \\ + + + - + + - + \\ + + + - + + - + \\ \hline 1 \ 2 \ 3 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \end{array}$$

Fig. 5

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/JP03/11018

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int.Cl⁷ H04B1/707

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
Int.Cl⁷ H04J13/00-13/06, H04B1/69-1/713

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched
Jitsuyo Shinan Koho 1922-1996 Jitsuyo Shinan Toroku Koho 1996-2003
Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2003 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-2003

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	Keisuke HIGUMA, Naoki SUEHIRO, Toshiaki IMOTO, Noriyoshi KUROYANAGI, 'Jikan Kakusan Singojo deno Multi Pass Tokusei Gyoretsu o Mochiita Kokoritsu Musen Shuhasu Riyo Hoshiki no Simulation', The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers Gijutsu Kenkyu Hokoku, Vol.101, No.128, 22 June, 2001 (22.06.01), SST2001-20, pages 21 to 27	1-9
A	ROBERT L. FRANK, 'Polyphase Complementary Codes', IEEE TRANSACTION ON INFORMATION THEORY, Vol.IT-26, No.6, November 1980	5

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C.

☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
"E" earlier document but published on or after the international filing date
"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
01 October, 2003 (01.10.03)

Date of mailing of the international search report
14 October, 2003 (14.10.03)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))
Int. Cl⁷ H04B1/707

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))
Int. Cl⁷ H04J13/00-13/06, H04B1/69-1/713

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 1922-1996年
日本国公開実用新案公報 1971-2003年
日本国実用新案登録公報 1996-2003年
日本国登録実用新案公報 1994-2003年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
X	日熊啓介, 末広直樹, 伊本俊明, 畔柳功芳, 「時間拡散信号上でのマルチパス特性行列を用いた高効率無線周波数利用方式のシミュレーション」, 電子情報通信学会技術研究報告, vol.101, No.128 2001.06.22, SST2001-20, p.21-27	1-9
A	ROBERT L. FRANK, 「Polyphase Complementary Codes」, IEEE TRANSACTIONS ON INFORMATION THEORY, Vol.IT-26, No.6, November 1980	5

☐ C欄の続きにも文献が列挙されている。

☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
「E」 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)
「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献
「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
「&」 同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日 01.10.03

国際調査報告の発送日 14.10.03

国際調査機関の名称及びあて先
日本国特許庁 (ISA/JP)
郵便番号 100-8915
東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)
土居 仁士



5K 3251

電話番号 03-3581-1101 内線 3555